第 52 卷 第 3 期：1124-1134 高电压技术 Vol.52, No.3: 1124-1134
2026 年 3 月 31 日 High Voltage Engineering March 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250581

海缆参数对海上风电柔性直流送端系统模式谐振的影响

张一鸣[1]，宾子君[2]，付　强[3]，李　鹏[2]，孔祥平[2]
（1. 四川大学电气工程学院，成都 610065；2. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院，南京 211103；
3. 香港理工大学电机及电子工程学系，香港 999077）

摘　要：传统模式谐振研究主要集中于陆上新能源并网系统，而海上风电柔性直流输电送端系统因海缆参数与陆上架空线存在显著差异，亟需明确海缆参数对送端系统模式谐振的影响机理。针对风机网侧换流站与柔直送端换流站间的交互作用，研究了海缆电容与电感对两者模式谐振的影响规律，明确了网侧跟网控制与柔直构网控制间的谐振交互，推导了海缆电容、电感参数与开环模式及其留数间的解析映射关系。研究结果表明，海缆电容通过改变模式谐振强度和引起开环模式偏移来影响送端系统模式谐振，导致柔直送端系统的振荡阻尼呈现非线性变化规律；海缆电感通过留数影响模式谐振强度，其参数增大使得谐振强度增强、系统阻尼减小；并通过时域仿真分析验证了理论分析的正确性。因此，海缆参数与陆上架空线对模式谐振作用机制不同，海缆参数需根据实际工程情况具体分析以规避模式谐振。

关键词：海上风电；海缆；柔性直流输电；模式谐振；特征根；小干扰稳定性

Impact of Submarine Cable Parameters on Modal Resonance in Offshore Wind Power VSC-HVDC Sending-end System

ZHANG Yiming[1], BIN Zijun[2], FU Qiang[3], LI Peng[2], KONG Xiangping[2]
(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China;
2. Electric Power Research Institute, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China;
3. Department of Electrical and Electronic Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China)

Abstract：Traditional research on modal resonance has primarily focused on renewable energy connected to grid systems in terrestrial applications. However, the offshore wind power VSC-HVDC system exhibits significant parameter differences between submarine cables and overhead transmission lines, necessitating clarification of the influence mechanism of submarine cable parameters on system modal resonance. We investigated the interaction between wind turbine grid-side converter (GSC) and VSC-HVDC converters, and examined the impact patterns of submarine cable capacitance and reactance on modal resonance. Moreover, we elucidated the resonant interaction between grid-following controlled GSC and grid-forming controlled VSC-HVDC converters, and establised analytical mapping relationships among submarine cable capacitance/inductance parameters, open-loop modes, and their residues. Critical discoveries indicate that submarine cable capacitance modifies system modal resonance through resonance intensity variation and open-loop mode displacement, thus the oscillation damping is in nonlinear characteristics in VSC-HVDC system, and submarine cable inductance amplifies resonance intensity via residue mechanisms;meanwhile, elevated parameters will intensify the resonance severity and degrade system damping. Time-domain simulations confirm theoretical predictions. Therefore, these distinct mechanisms, contrasting fundamentally with overhead transmission lines behaviors, demand project-specific submarine cable parameter evaluations for effective modal resonance mitigation.

Key words：offshore wind power; submarine cable; VSC-HVDC; modal resonance; eigenvalue; small signal stability

基金资助项目：国家自然科学基金(52407129)；国家电网公司科技项目(4000-202318081A-1-1-ZN)；四川省科技计划(2025YFHZ0234)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52407129), Science and Technology Project of SGCC (4000-202318081A-1-1-ZN), Science and Technology Program of Sichuan Province (2025YFHZ0234).

0　引言

在全球低碳转型趋势下，我国正加快推进新型电力系统建设。据统计，2024 年度全国风力发电设施新增装机容量达 79 GW，总装机规模截至 2024 年底达到 520 GW[1]。海上风电机组快速增加，基于电压源换流器(voltage source converter，VSC)的柔性直流输电(VSC-HVDC)技术凭借其控制灵活、无换相失败等特点成为海上风电场送出主流方案[2]，为海上风电场跨远海、大容量输电提供了支持。

海上风电柔性直流送端系统中有大规模新能源通过换流器接入电网[3]。伴随着新能源并网需求的增加，换流站在送端系统中的比例增多，由换流站控制系统与其余电力系统间的交互作用引起的次同步振荡现象愈加频繁[4]；上海南汇风电柔直送出工程、南澳多端柔性直流输电工程在调试阶段皆出现过次同步振荡[5]，亟需对海上风电场经柔直送出系统中的次同步振荡风险问题进行分析。

近年来，围绕海上风电柔直送端系统模式谐振的研究已取得阶段性进展。文献[6]表明风电场换流器与柔直送端换流器之间的交互作用是柔直送端系统振荡失稳的原因之一。学者 Dobson 提出了模式谐振机理，当多个模式的振荡特性接近时，系统参数的微小变化都会导致振荡模式阻尼严重削弱，进而导致系统失稳[7]。文献[8]基于哈密尔顿型的电力系统，给出了模式谐振导致系统振荡失稳的相关案例。文献[9]基于所建立的数学模型，从开环模态谐振视角出发，阐释了含变速风电机组的电力系统振荡产生机制：当 2 个开环子系统对应的开环模态在复平面内空间分布邻近时，将诱发开环模态谐振现象。文献[10-11]研究表明，风电场内多台永磁同步发电机(permanent magnet synchronous generator，PMSG)的控制模式趋同，可能引发系统超同步振荡失稳。此外，电气模式与控制模式之间、机电模式与电磁模式之间也存在模式谐振风险[12]。文献[13]通过分析电压源换流器与电力系统之间的动态耦合特性，运用开环模式谐振理论系统阐释了次同步振荡现象的形成机理。文献[14]采用特征值法分析了海上风电柔直送出系统的中频振荡特性与主要影响因素，得出海上柔直换流器的电流内环、风电机组网侧换流器的电流内环及交流输电海缆是引起中频振荡的主要原因。文献[15]建立了由 2 个开环子系统组成的闭环互联系统模型，通过估计模式谐振时闭环特征根在复平面上分布的位置，进而判定谐振稳定性。文献[16]提出了一种基于电压前馈环节比例谐振控制的有源谐振抑制方法。文献[17]揭示了柔直并网系统中风电有功波动与电网电压稳定性的动态耦合关系，阐明了送端功率平衡对电压支撑能力的非线性影响规律。文献[18]研究了次同步频段下外环电压控制与柔直送端电压/频率(V/F)控制的交互问题。文献[19]揭示了控制环节对系统稳定性的动态影响，并阐明了控制回路间动态耦合的机理。

结合柔直送端工程振荡案例分析，柔性直流输电送端系统的振荡失稳现象主要为风电机组与柔直换流站控制回路的动态耦合所致[20]。研究表明，直驱风电机组与柔性直流换流站间存在多类动态耦合模态，其中以次同步频率段的控制交互最为显著，该模态的激发机理源于直驱机组网侧换流控制策略与柔直场站侧换流控制架构的动态交互[21]；文献[22]通过特征值分析辨识出风电场与柔性直流送端换流站间存在 2 类次同步交互模态——机组间交互及机网交互；文献[23]研究表明，风机侧换流器控制在次同步工况下具备负阻容阻抗特征，若与外部电感形成谐振回路且系统阻尼较低，则将诱发次同步振荡；基于谐波线性化理论，文献[24]构建了计及频率耦合特性的海上风电柔性直流并网系统阻抗解析模型，并通过时域仿真验证了模型的精度；某沿海风电场发生了 11 次大规模风机脱网事故，经溯源分析，其根本原因为长距离交流海底电缆的对地分布电容导致 5 次谐波放大，进而诱发系统高频串联谐振[25]，此事故亦凸显了交流海缆线路对系统稳定性的潜在威胁。

综上所述，现有研究表明直驱风机经柔性直流送端系统的次同步振荡风险主要为风机网侧换流器功率外环与柔直送端换流器外环控制间的模式交互问题。但现有研究亦存在不足之处，在建立柔直送端系统模型时，由于传统模式谐振主要集中于陆地，陆上架空线路一般视作感性，而海缆电容远大于陆上架空线路，在实际海上柔直送端工程中，海缆电容参数一般为 0.2 μF/km，显著高于陆上架空线路的典型值(0.01~0.05 μF/km)，因此海上风电柔直送端系统稳定性分析中需考虑电容的影响；其次，海上柔直换流站例如江苏如东柔直送端换流站多采用构网型控制，缺乏风机网侧换流器跟网控制与构网柔直送端换流器间的交互作用分析。

本文围绕线路参数对海上风电柔直送端系统

模式谐振的影响展开研究，基于模式分析法探究海缆参数对系统动态稳定性的作用机理，并量化评估其对系统阻尼特性的影响规律，主要贡献如下所述。

1）揭示了海缆电容与电感对模式谐振的差异化作用机制。电容通过双重路径影响系统阻尼，既改变谐振强度，又通过开环模式频移引发阻尼非线性变化；而电感则仅通过留数增强谐振强度，其参数增大会削弱系统阻尼。

2）阐明了控制交互对次同步谐振的触发机理，明确了二者动态耦合引发谐振的临界条件，提出了基于模式留数的稳定判据，为工程参数协同优化提供了理论边界。

1 海上风电柔直送端系统的线性化模型

1.1 海上风电柔直送端系统及其控制

图 1 为海上风电经柔性直流送端系统示意图，送端包括直驱风机、交流海缆以及柔直送端换流站。本研究聚焦于直驱风电经柔直送出系统互联部分的动态交互机制，即图 1 虚线框中风机网侧换流器(grid-side converter，GSC)与柔直送端换流器经交流线路连接的区域。为简化分析，将直驱风机和机侧换流器等效为恒功率源，将柔直受端等效为电压源。直驱风机采用单机聚合模型[23]，风机网侧换流器采用跟网型(grid-following control，GFL)控制[26]。图 1 中，P_1 为风机有功功率；U_{dc} 为网侧换流器直流电压；C 为隔直电容；U_t、I_t 为汇流母线电压、电流；L_{f1} 为滤波电感。

由于输电线路的分布特性对系统次同步振荡阻尼特性影响较小[27]，鉴于如东柔直送端工程中交流海缆输电线路长度不超过 100 km，且本文研究重点集中在系统次同步动态交互特性，因此输电线路采用 PI 型等效电路模型进行研究。海缆线路的对地电容显著大于传统陆上架空线路，陆上架空线路通常仅考虑线路电感产生的电抗[28-29]，故海缆线路模型仅在纯电感基础上加入电容。图 1 中，C_l、L_g 为海缆电容、海缆电感，交流海缆线路两端电压分别为 U_1、U_2；柔直送端换流器采取构网型(grid-forming control，GFM)控制，U_d 为公共耦合点电压，C_{dc2}、L_{f2} 分别为柔直送端隔直电容、滤波电感。

直驱风机网侧换流器控制结构如图 2、图 3 所示，变量下标 d 和 q 分别表示同步旋转坐标系下的直轴和交轴分量，网侧换流器采用定直流电压控制，其中功率外环设计省略无功控制环节；电流内环以汇流母线电压 U_t 和电流 I_t 作为输入，通过比例积分(proportional integral，PI)控制器进行闭环调节，最终生成脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)调制信号。图 3 详细展示了锁相环的控制结构，其具体参数见附录 A。

柔性直流输电系统送端换流站采用的构网型控制策略如图 4 所示。通过将交流电压控制环节的坐标变换角度设定为工频角频率，在交流侧输出与电网工频同步的稳定交流电压。首先对公共耦合点电压 U_2、风电场电压源换流器(wind farm voltage source converter, WFVSC)阀侧电流 I_d 进行坐标变换，得到 dq 坐标系下的对应变量 U_{2d}、U_{2q}、I_{dd}、I_{dq}；然后将 d 轴和 q 轴电压、电流参考值作为控制输入，借助 PI 调节器构建电压-电流双闭环控制，以实现交流母线电压的精确跟踪与稳定控制[27]。采用功率同步环替代锁相环环节，所提控制策略对故障大电流具有限幅作用[30-31]。实际控制架构存在控制目标切换(不涉及控制架构变更)稳态或准稳态工况中，控制目标切换等同于更换控制环节(如有功-频率下垂+定交流电压控制，或有功-频率下垂+电压-无功下垂控制等)，但理论分析未限定特定控制目标，本文主要针对有功-频率下垂+定交流电压控制开展仿真验证，其他控制组合(如有功-频率下垂+电压-无功下垂)验证方法类似，由于此类控制在工程中较少使用，故未重复验证。

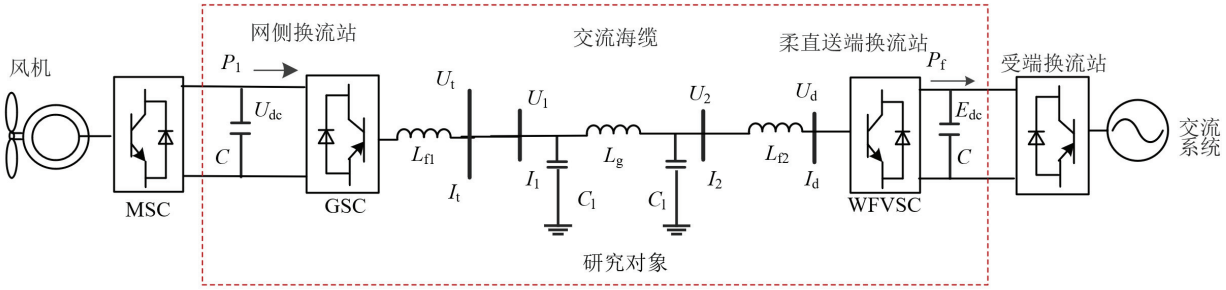


图 1 海上风电经柔性直流送出系统

Fig.1 Equivalent model of PMSG-based wind farm connected to VSC-HVDC

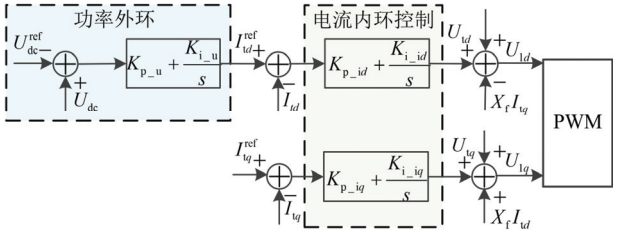


图 2　网侧换流站控制

Fig.2　Control structure of GSC

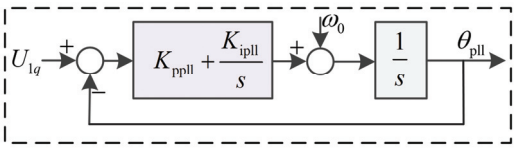


图 3　锁相环结构

Fig.3　Structure of PLL

1.2　基于导纳矩阵的海上风电柔直送端系统线性化模型

图 5 展示了海上风电柔直送端系统中锁相环(phase-locked loop，PLL)坐标系与全局系统坐标系的相对位置。其中，*xy* 坐标系代表固定频率的全局参考坐标系，其角频率设定为 ω_0；而锁相环坐标系采用旋转 *dq* 坐标系表示，以角频率 ω 运行，两坐标系间的夹角定义为 θ_{pll}。此外，φ、θ 分别表征了电流与电压在全局坐标系中的相位角。

推导得出极坐标系与 *xy* 坐标系间电压、电流的转换关系为：

$$\begin{cases} U_x = U\cos\theta, U_y = U\sin\theta \\ I_x = I\cos\varphi, I_y = I\sin\varphi \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_x、U_y、I_x、I_y 分别表示系统中任一处电压、电流在 *x*、*y* 坐标轴的分量。

对式(1)进行线性化得到：

$$\begin{bmatrix} \Delta U_x \\ \Delta U_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U \\ U\Delta\theta \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_x \\ \Delta I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I \\ I\Delta\varphi \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：φ 和 θ 分别为电流、电压在 *xy* 坐标系中的相角；Δ 表示状态变量。

直驱风机经柔直送端系统在极坐标系下进行建模；网侧换流器控制导纳矩阵在极坐标形式下呈现对称特性，如式(4)所示，其电流参考正方向规定为流向网侧换流器方向[32]。

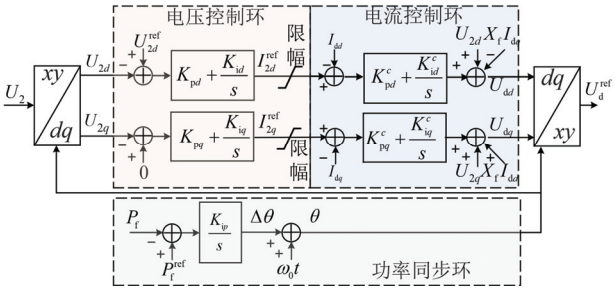


图 4　柔直换流站 GFM 控制结构

Fig.4　GFM control structure of VSC-HVDC

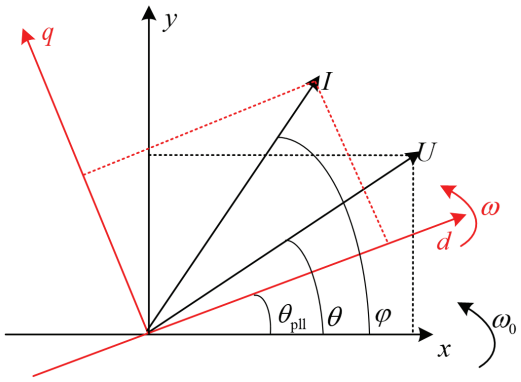


图 5　*xy* 与 *dq* 坐标系转换关系

Fig.5　Relation between the *xy* and *dq* coordinate

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{\mathrm{t}} \\ I_{\mathrm{t}}\Delta\varphi_{\mathrm{t}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Y_{\mathrm{g1}} & \\ & Y_{\mathrm{g2}} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{gsc}}(s)} \begin{bmatrix} \Delta U_{\mathrm{l}} \\ U_{\mathrm{l}}\Delta\theta_{\mathrm{l}} \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{gsc}}(s)$ 表示网侧换流器控制的导纳矩阵；Y_{g1}、Y_{g2} 为导纳矩阵元素；φ_{t} 和 θ_{l} 分别为电流、电压在 *xy* 坐标系中的相角；传递函数详见附录 A。

输电线路的动态特性由其海缆电感和电容表征，可建立如下关系式：

$$\begin{bmatrix} sC_{\mathrm{l}} & -\omega_0 C_{\mathrm{l}} \\ \omega_0 C_{\mathrm{l}} & sC_{\mathrm{l}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\mathrm{l}x} \\ U_{\mathrm{l}y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\mathrm{c_l}x} \\ I_{\mathrm{c_l}y} \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$L_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} s & \omega_0 \\ -\omega_0 & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\mathrm{l}x} - U_{2x} \\ U_{\mathrm{l}y} - U_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\mathrm{g}x} \\ I_{\mathrm{g}y} \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} sC_{\mathrm{l}} & -\omega_0 C_{\mathrm{l}} \\ \omega_0 C_{\mathrm{l}} & sC_{\mathrm{l}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{2x} \\ U_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\mathrm{c_2}x} \\ I_{\mathrm{c_2}y} \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$I_{\mathrm{c_l}}$ 和 $I_{\mathrm{c_2}}$ 为流过线路等值电容的电流；I_{g} 为流过海缆电感的电流。

网侧换流器、海缆电容以及海缆电感的电流满足：

$$\begin{bmatrix} I_{\mathrm{l}x} \\ I_{\mathrm{l}y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\mathrm{c_l}x} \\ I_{\mathrm{c_l}y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{\mathrm{g}x} \\ I_{\mathrm{g}y} \end{bmatrix} \tag{8}$$

联立式(5)、(6)、(8)并进行线性化得到：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_1\\ I_1\Delta\varphi_1\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}Y_{L11} & Y_{L12}\\ Y_{L21} & Y_{L22}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Y}_L(s)}\left(\begin{bmatrix}\Delta U_1\\ U_1\Delta\theta_1\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\Delta U_2\\ U_2\Delta\theta_2\end{bmatrix}\right)+\underbrace{\begin{bmatrix}Y_{C11} & Y_{C12}\\ Y_{C21} & Y_{C22}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Y}_C(s)}\begin{bmatrix}\Delta U_1\\ U_1\Delta\theta_1\end{bmatrix} \tag{9}$$

其中：

$$\begin{cases}Y_{L11}(s)=Y_{L22}(s)=\dfrac{1}{L_g}\dfrac{s}{s^2+\omega_0^2}\\ Y_{L12}(s)=-Y_{L21}(s)=\dfrac{1}{L_g}\dfrac{\omega_0}{s^2+\omega_0^2}\end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases}Y_{C11}(s)=Y_{C22}(s)=sC_1\\ Y_{C12}(s)=Y_{C21}(s)=-\omega_0C_1\end{cases} \tag{11}$$

经过线性化处理后的极坐标形式为：

$$\begin{cases}\Delta U_2=\cos(\theta_1-\theta_2)\Delta U_{2x}+\sin(\theta_1-\theta_2)\Delta U_{2y}\\ U_2\Delta\theta_2=-\sin(\theta_1-\theta_2)\Delta U_{2x}+\cos(\theta_1-\theta_2)\Delta U_{2y}\end{cases} \tag{12}$$

取电网扰动为零时，线路线性化方程为：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_1\\ I_1\Delta\varphi_1\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}Y_{11} & Y_{12}\\ Y_{21} & Y_{22}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Y}_{net}(s)}\begin{bmatrix}\Delta U_2\\ U_2\Delta\theta_2\end{bmatrix} \tag{13}$$

其中：

$$\begin{cases}\boldsymbol{Y}_{net}(s)=\boldsymbol{Y}_L(s)+\boldsymbol{Y}_C(s)\\ Y_{11}(s)=Y_{22}(s)=sC_1+\dfrac{1}{L_g}\dfrac{s}{s^2+\omega_0^2}\\ Y_{12}(s)=-Y_{21}(s)=-\omega_0C_1+\dfrac{1}{L_g}\dfrac{\omega_0}{s^2+\omega_0^2}\end{cases} \tag{14}$$

建立柔直送端换流站控制的导纳模型，其导纳矩阵表达式为：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{2x}\\ \Delta U_{2y}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_{vscd}(s) & \\ & \boldsymbol{G}_{vscq}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{2x}\\ \Delta I_{2y}\end{bmatrix} \tag{15}$$

表达式推导、系统模型验证过程详见附录 A。

2 海风柔直送端系统模式谐振影响分析

2.1 模式谐振理论

结合附录A中风机网侧换流器控制模型与柔直和交流线路的模型，构建如图 6 所示以线缆柔直系统为反馈子系统 $\boldsymbol{H}(s)$，以风机子系统 $\boldsymbol{G}(s)$为对象子系统的闭环互联模型。定义如下 2 个关键子系统传递函数：1）风机子系统传递函数 $\boldsymbol{G}(s)$：表征网侧换流器的动态特性；2）柔直和交流线路子系统传递函数 $\boldsymbol{H}(s)$，包含送端换流器控制及交流输电线路动态特性。判定系统稳定性的闭环特征方程为：

$$\det(1-\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{H}(s))=0 \tag{16}$$

式中：det(·) 表示矩阵的行列式。

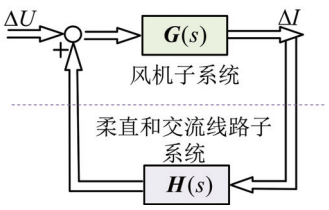


图 6 闭环互联系统模型

Fig.6 Model of closed loop interconnected system

对任意非特殊的高阶传递函数：

$$f(s)=M_is^n+M_{i-1}s^{n-1}+\cdots+M_1s+M_0 \tag{17}$$

式中：M_i为常数，$0\le i\le n$；i 为自然数；n 为阶数。

假设特征值 $\lambda_i=-\varepsilon_i+\mathrm{j}\omega_i$ 为特征方程 $f(s)=0$ 的第 i 个解，特征根为复根，则存在：

$$f(\lambda_i)=M_i\lambda_i^n+\cdots+M_1\lambda_i+M_0=0 \tag{18}$$

等式对于上述系统恒成立，系统的高阶部分即前 n–1 项在主导动态特性下可等效为一阶系统，即：

$$f_e(s)=\frac{\mathrm{Im}\,f_d(\lambda_i)}{\mathrm{Im}(\lambda_i)}s+\left(\mathrm{Re}\,f_d(\lambda_i)-\mathrm{Re}(\lambda_i)\frac{\mathrm{Im}\,f_d(\lambda_i)}{\mathrm{Im}(\lambda_i)}\right) \tag{19}$$

式中：Im(·) 为取复数实部；$f_d(s)$ 表示系统高阶动态；$f_e(s)$ 为等效一阶系统。

对于 λ_i，存在 $f_e(\lambda_i)=f_d(\lambda_i)$。若此时 λ_i 为系统的主导特征根，则高阶系统可用低阶系统等效替代，两者在主导特征根 λ_i 下的动态特性相同。类似地，系统的动态特性通常可由一个主导特征根决定，故闭环互联系统模型中风机子系统与柔直和交流线路子系统的传递函数 $\boldsymbol{G}$(s)和 $\boldsymbol{H}$(s)可写为式(20)的形式。

$$\begin{cases}\boldsymbol{G}(s)=\dfrac{R_w}{s-\lambda_w}+\displaystyle\sum_{k=1,\lambda_{wk}\ne\lambda_w}^{n}\frac{R_{wk}}{s-\lambda_{wk}}\\ \boldsymbol{H}(s)=\dfrac{R_p}{s-\lambda_p}+\displaystyle\sum_{k=1,\lambda_{pk}\ne\lambda_p}^{n}\frac{R_{pk}}{s-\lambda_{pk}}\end{cases} \tag{20}$$

式中：λ_w 为风机子系统的主导特征根；λ_{wk} 为不同于 λ_w 的特征根；λ_p、λ_{pk} 为柔直和交流线路子系统特征根；R_w 和 R_p 为子系统对应模式下的留数。将式 (17)、(18) 代入互联系统的闭环特征方程 $G(s)H(s)=1$，得到：

$$\left(\frac{R_w}{s-\lambda_w}+\sum_{k=1,\lambda_{wk}\ne\lambda_w}^{n}\frac{R_{wk}}{s-\lambda_{wk}}\right)\left(\frac{R_p}{s-\lambda_p}+\sum_{k=1,\lambda_{pk}\ne\lambda_p}^{n}\frac{R_{pk}}{s-\lambda_{pk}}\right)=1 \tag{21}$$

将式(21)两边同乘以 $(\hat{\lambda}_w-\lambda_w)^2$，并结合强耦合模式发生的条件 $\lambda_p\approx\lambda_w$ 得到：

$$\begin{cases}G(\hat{\lambda}_w)=(s-\lambda_w)G(s)\big|_{s=\lambda_w}=R_w\\ H(\hat{\lambda}_w)=(s-\lambda_p)H(s)\big|_{s=\lambda_p}=R_p\end{cases} \tag{22}$$

进而得到发生模式谐振时的偏移程度表示为：

$$\lim_{\hat{\lambda}_\mathrm{w}\to\lambda_\mathrm{w}} \Delta\hat{\lambda}_\mathrm{w} = \lim_{\hat{\lambda}_\mathrm{w}\to\lambda_\mathrm{w}} (\hat{\lambda}_\mathrm{w}-\lambda_\mathrm{w}) = \sqrt{R_\mathrm{w}R_\mathrm{p}} \tag{23}$$

在开环模式谐振条件下，子系统特征根经互斥作用后产生反向偏移现象，其实部演变为 $\lambda_\mathrm{w}\pm\sqrt{R_\mathrm{w}R_\mathrm{p}}$。特征根实部反映了系统的阻尼特性，当特征根轨迹偏移至复平面右半平面时，将导致系统等效负阻尼，进而引发失稳。本节建立的理论分析方法，将用于定量研究海缆参数对特征根分布的影响规律。

2.2　线路参数对模式谐振的影响

分析海缆参数对系统闭环特征根的影响，联立式(16)、(20)、(22)，得到闭环特征方程为：

$$\frac{\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{H}(s)}{(s-\lambda_\mathrm{w})(s-\lambda_\mathrm{p})} f(C_1) = 1 \tag{24}$$

式中：$f(C_1)$为含海缆线路参数的常量。

由式(24)可知，风机子系统控制环节对系统闭环特征根亦存在显著影响。在次同步频段，锁相环与功率外环控制参数传统上为该环节的主导模态参与因子[9,33]，该影响机制已在诸多文献中得到广泛研究。本研究聚焦海缆参数(电容与电感)对模式谐振的影响机理，为避免多变量交互导致结论模糊化，分析中固定风机子系统控制参数(如锁相环带宽等)，将其动态视为固定背景。

对闭环系统特征方程进行分析，联立式(13)、(14)、(15)得：

$$(Y_{11}+Y_{g11}+Y_{d11})(Y_{22}+Y_{g22}+Y_{d22})+Y_{12}^{\ 2}=0 \tag{25}$$

式中：Y_{11}为线路导纳矩阵的元素；Y_g、Y_d为风机、柔直控制矩阵元素。

将闭环系统导纳矩阵代入式(23)得到：

$$\begin{aligned} 0 = {} & (sC_1+\frac{s}{L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)})Y(s)+s^2C_1^2+\frac{2s^2C_1}{L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)}+ \\ & \omega_0^2C_1^2+\frac{s^2}{L_\mathrm{g}^2(s^2+\omega_0^2)}-\frac{2\omega_0^2C_1}{L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)}+\frac{\omega_0^2}{L_\mathrm{g}^2(s^2+\omega_0^2)} \end{aligned} \tag{26}$$

式中：$Y(s)=Y_{\mathrm{g}11}+Y_{\mathrm{d}11}+Y_{\mathrm{g}22}+Y_{\mathrm{d}22}$。

对式(26)两边同时乘以$L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)$得到：

$$\begin{aligned} & (L_\mathrm{g}C_1(s^2+\omega_0^2)+1)sY(s)+L_\mathrm{g}C_1^2(s^2+\omega_0^2)^2+ \\ & 2C_1(s^2-\omega_0^2)+\frac{1}{L_\mathrm{g}}=0 \end{aligned} \tag{27}$$

基于导纳矩阵特征值分析，在考虑海缆电容情况下，系统特征根与电容变化对应的解析关系可通过以下步骤获得。首先，将线路导纳矩阵代入特征方程得：

$$(sC_1+\frac{1}{L_\mathrm{g}}\frac{s}{s^2+\omega_0^2})^2+(-\omega_0C_1+\frac{1}{L_\mathrm{g}}\frac{\omega_0}{s^2+\omega_0^2})^2=0 \tag{28}$$

对式(26)进行处理得到：

$$\begin{aligned} & s^2C_1^2+\frac{2s^2C_1}{L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)}+\frac{s^2}{L_\mathrm{g}^2(s^2+\omega_0^2)^2}+ \\ & \omega_0^2C_1^2-\frac{2\omega_0^2C_1}{L_\mathrm{g}(s^2+\omega_0^2)}+\frac{\omega_0^2}{L_\mathrm{g}^2(s^2+\omega_0^2)^2}=0 \end{aligned} \tag{29}$$

对等式两边同时乘以$(s^2+\omega_0^2)/C_1^2$，整理得到：

$$(s^2+\omega_0^2)^2+\frac{2(s^2-\omega_0^2)}{L_\mathrm{g}C_1}+\frac{1}{L_\mathrm{g}^2C_1^2}=0 \tag{30}$$

将式(30)完全平方展开整理得：

$$s^4+(\omega_0^2+\frac{2}{L_\mathrm{g}C_1})s^2+\omega_0^4-\frac{2\omega_0^2}{L_\mathrm{g}C_1}+\frac{1}{L_\mathrm{g}^2C_1^2}=0 \tag{31}$$

基于韦达定理对式(31)简化处理，结合开环模式谐振条件，即各子系统特征根在复平面上呈现相近的分布特性(推导详见附录 B)，得到在谐振点有：

$$f(C_1)=\frac{-4C_1-L_g^2C_1^{\,2}}{2L_\mathrm{g}C_1+1}\sqrt{L_\mathrm{g}C_1} \tag{32}$$

对式(32)进行移项处理得：

$$(s-\lambda_\mathrm{w})(s-\lambda_\mathrm{p})=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{H}(s)f(C_1) \tag{33}$$

代入闭环特征方程解$s=\hat{\lambda}_\mathrm{w}$得到：

$$(\hat{\lambda}_\mathrm{w}-\lambda_\mathrm{w})(\hat{\lambda}_\mathrm{w}-\lambda_\mathrm{p})=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{H}(s)f(C_1) \tag{34}$$

$$(\hat{\lambda}_\mathrm{w}-\lambda_\mathrm{w})^2=\boldsymbol{G}(\hat{\lambda}_\mathrm{w})\boldsymbol{H}(\hat{\lambda}_\mathrm{w})f(C_1) \tag{35}$$

联立求解式(20)在计及线路参数影响时，开环模式谐振强度可定量表征为：

$$\begin{cases} \lim\limits_{\hat{\lambda}_\mathrm{w}\to\lambda_\mathrm{w}} \Delta\hat{\lambda}_\mathrm{w} = \lim\limits_{\hat{\lambda}_\mathrm{w}\to\lambda_\mathrm{w}} (\hat{\lambda}_\mathrm{w}-\lambda_\mathrm{w}) = \sqrt{R_\mathrm{w}R_\mathrm{p}\left|f(C_1)\right|} \\ \lim\limits_{\hat{\lambda}_\mathrm{p}\to\lambda_\mathrm{p}} \Delta\hat{\lambda}_\mathrm{p} = \lim\limits_{\hat{\lambda}_\mathrm{p}\to\lambda_\mathrm{p}} (\hat{\lambda}_\mathrm{p}-\lambda_\mathrm{p}) = \sqrt{R_\mathrm{w}R_\mathrm{p}\left|f(C_1)\right|} \end{cases} \tag{36}$$

基于式(36)建立的预测指标可定量表征闭环模式特征根相对于开环模式的偏移程度，其中子系统闭环特征根可解析表示为：

$$\lambda_\mathrm{w}+\sqrt{R_\mathrm{w}R_\mathrm{p}\left|f(C_1)\right|} \tag{37}$$

$\left|f(C_1)\right|$对 C_1、L_g的偏导得到(详见附录 B)：

$$\frac{\partial\left|f(C_1)\right|}{\partial C_1}>0 \tag{38}$$

$$\frac{\partial\left|f(C_1)\right|}{\partial L_\mathrm{g}}>0 \tag{39}$$

基于式(38)和式(39)的理论分析表明，系统闭环特征根的偏移量随海缆电容与电感参数的增加而增大，这直接反映了模式谐振强度的增强趋势。附录 B 的偏导数分析结果进一步证实，模式谐振强度与

海缆电容及电感参数均呈严格正相关关系。如图 7 所示，当电容和电感参数在特定范围内增加时，谐振强度指标$|f(C_1)|$呈单调递增趋势。

由特征根与海缆电容、电感间的数值解析关系可知，电容参数对子系统开环模式具有双重调节效应：一方面，其引起的特征根偏移改变了风机子系统与柔直和交流线路子系统之间的模式耦合特性；另一方面，调节模式留数影响了谐振强度。二者的协同作用最终决定了系统闭环特征根在复平面上的位置变化。进一步分析表明，电感参数主要影响谐振模式下子系统间的交互强度。当电感值超过临界阈值时，系统主导模态将迁移至右半平面，从而导致系统失稳。

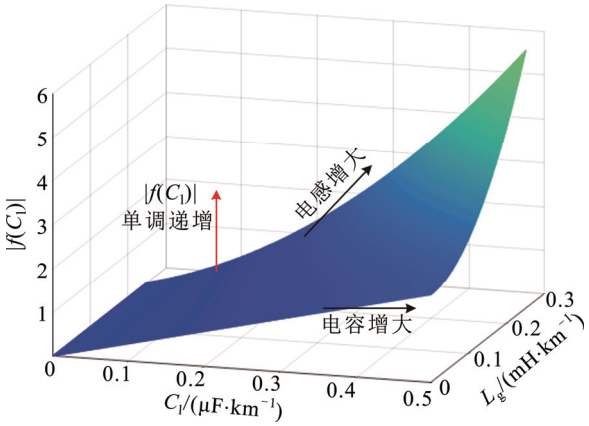


图 7 电容电感影响下$|f(C_1)|$变化

Fig.7 Variation of $|f(C_1)|$ under the influence of capacitance and inductance

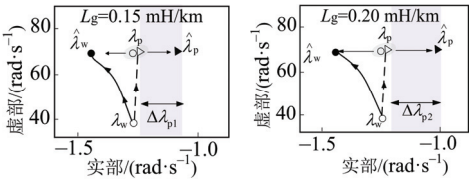
3 算例分析

在 MATLAB 中搭建海上风电柔性直流送端系统的 5 节点测试模型(系统拓扑及参数详见附录 C)。设计 2 组对比实验：算例 1，在固定风机出力条件下对交流海缆的电容-电感参数进行调节，通过对比分析特征根轨迹的偏移规律，揭示线路参数对模式谐振强度的定量影响；算例 2，实施运行工况扫描，在固定线路参数前提下，将风机出力阶梯式提升，监测主导模态阻尼比随功率水平的变化趋势。

采用江苏如东某工程海缆数据，海缆电容参数为 0.118 μF/km，电感参数为 0.45 mH/km。在工程数据基础上，交流海缆长度取 100 km，算例工况中电容和电感取值满足 IEC 60502 标准。

3.1 海缆电感对模式谐振的影响

电感对特征根轨迹的影响如图 8 所示。图 8 中，箭头表示子系统模式特征根移动方向，空心圆表示风机开环模式特征根 λ_w，空心三角表示柔直系统开环模式特征根 λ_p；实心圆、实心三角为对应闭环特征根 $\hat{\lambda}_w$、$\hat{\lambda}_p$；阴影部分为满足模式谐振耦合条件 $\hat{\lambda}_w \approx \hat{\lambda}_p$ 的区域；带箭头虚线为 λ_w 的变化轨迹，带箭头实线为子系统开环模式趋近过程中闭环模式的根轨迹。当 λ_w 趋近于 λ_p 时发生强动态耦合，对应的闭环模式 $\hat{\lambda}_w$、$\hat{\lambda}_p$ 均在强耦合交互下发生排斥而反向移动。其中，风机的闭环特征根向负半平面偏移，即 $\lambda_w \to \hat{\lambda}_w$，柔直子系统特征根受到互斥作用向虚轴侧偏移，即 $\lambda_p \to \hat{\lambda}_p$。阴影区域表示谐振偏移范围，以双向箭头标识偏移量区间。当系统闭环特征根在强耦合交互下位于右边平面时，说明系统失去稳定性。共轭复根的实部表示该谐振模态的阻尼，虚部表示该谐振模态的谐振频率[34]。



(a) 发生排斥 (b) 排斥增强

图 8 电感对特征根轨迹的影响

Fig.8 The influence of reactance on root locus

图 8 的结果表明，当电感从 0.15 mH/km 增大到 0.20 mH/km 时，开环特征根耦合区域未发生变化，电感对子系统特征根的位置没有影响。由附录 D 中表 D1 得到，电感增大时，系统特征根由于模式谐振增强发生右移，导致闭环特征根的偏移增加。结合第 2 章模式谐振影响因素的分析，发现在开环模式下，留数的增大会导致开环模式谐振强度的增加，可能使得系统的闭环特征根移动到复平面的右半部分，进而导致系统发生振荡并失稳。如图 9 中电感增加系统阻尼的变化情况所示，阻尼变化与算例中模式分析结果一致。

3.2 海缆电容对模式谐振的影响

设计了 3 种不同的运行工况：工况 A、工况 B 和工况 C。其中工况 A 中忽略电容效应，将电容值设为零；工况 B 和 C 则设置了不同的海缆电容值，以评估其对谐振特性的影响。通过对比分析 3 种典型工况下特征根复平面移动轨迹，定量评估海缆电容对模式谐振机理的影响规律。

电容变化下特征根轨迹移动如图 10 所示，图 10(a)、(b)中矩形阴影范围为失稳区域，系统特征根

见附录 D 表 D2；当线缆参数未加入电容时，模式谐振导致风机的闭环特征根向负半平面偏移，柔直子系统特征根受到排斥向虚轴侧偏移，此时闭环特征根处于虚轴左侧，系统处于稳定状态。

图 10(b)中增加电容至 0.085 μF/km，阴影耦合区域向左移动，特征根互斥作用显著，风机闭环特征根为 $\hat{\lambda}_{w2}$，柔直子系统特征根由 $\hat{\lambda}_{p1} \rightarrow \hat{\lambda}_{p2}$；闭环特征根相对开环位置偏移增加，开环谐振强度增大，且 $\hat{\lambda}_{p2}$ 更靠近虚轴。此时，增加电容增大了系统失稳的风险。

图 10(c)、(d)中分别增加电容至 0.168 μF/km、0.340 μF/km，柔直开环模式继续向左偏移，风机的闭环特征根朝负半平面移动，线缆柔直子系统特征根由 $\hat{\lambda}_{p2} \rightarrow \hat{\lambda}_{p3}$ / $\hat{\lambda}_{p4}$；由附录 D 表 D2 数据可得，谐振强度继续增加，同时闭环特征根相对远离虚轴，使得系统相比图 10(b)中更加稳定。

加入电容后，在 C=0.085 μF/km 时，闭环特征根相对靠近虚轴，相应的系统阻尼位于最低点；在 C 取 0.168 μF/km 与 0.340 μF/km 时，特征根相对远离虚轴，具体见表 D2。结合图 9 阻尼变化情况可发现，系统阻尼随电容增加先减小后增大，与特征根分析结果一致。

参与因子分析如图 11 所示，其中柱状体代表对应开环模式下状态变量的参与性，幅值越大，其参与性越强。风机参与状态变量主要为 GSC 电压控制外环；柔直送端为外环动态参与，动态交互发生在风机网侧换流器跟网控制外环与柔直送端构网外环 d 轴的控制环节之间。

图 12 为柔直侧非线性仿真结果，以系统电压与功率波动来衡量系统阻尼，阻尼越小，波动幅值就越大。图 12 所示工况下，当直流电压受到扰动时，随着海缆电容的增大，其波动程度有所降低，并且电压波动的恢复速度也逐渐加快，表明此时电容对于阻尼影响的结果与模式分析结论一致。

图 13 为风机功率波动随电感变化的仿真结果。从中可以观察到，当线路连接的电感增大时，功率波动幅度随之扩大；与此同时，电感增大所导致的功角变化，使得在不同电感下输出功率存在相位差。分析得出电感与谐振强度呈正相关的结论，与附录 C 的理论分析结果一致。

3.3　传输功率对模式谐振的影响

特征根轨迹随功率变化移动如图 14 所示，图 14(a)为风机功率取 0.30 pu 时的特征根变化图，当特征根位于右侧阴影范围即失稳区域时，系统失稳；

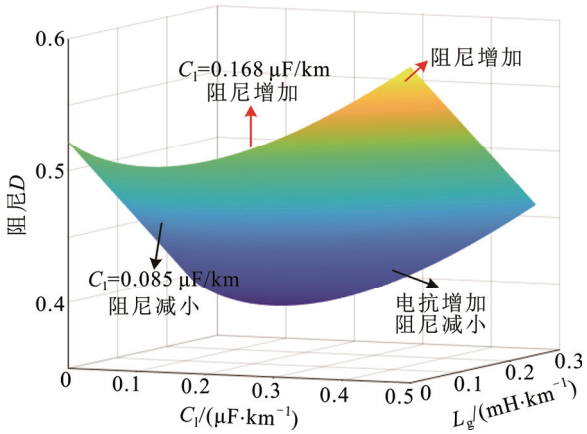


图 9　系统阻尼变化图

Fig.9　System damping variation diagram

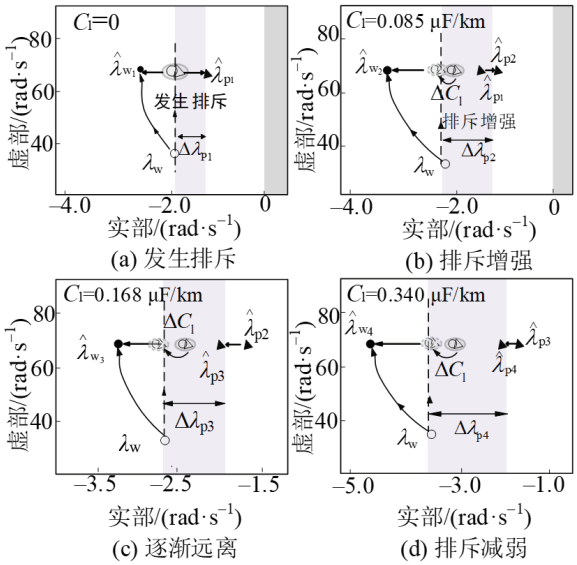


图 10　电容对特征根轨迹的影响

Fig.10　Influence of capacitance on root locus

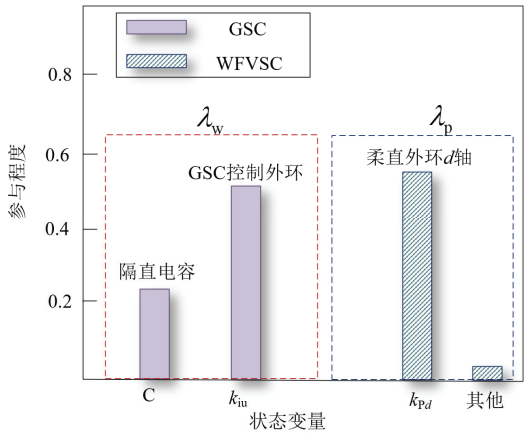
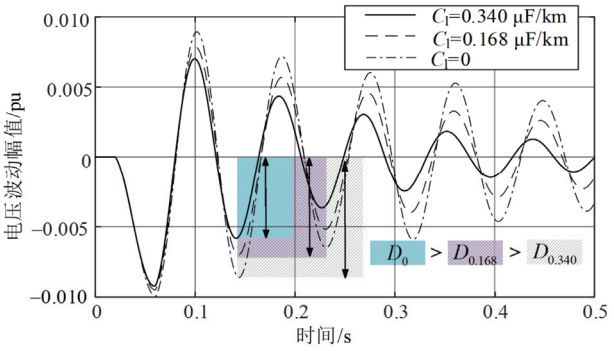
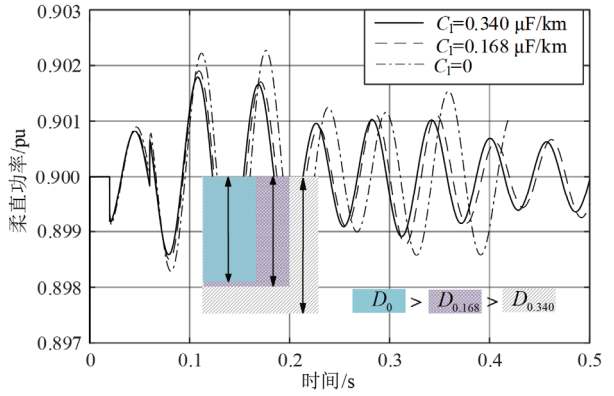


图 11　参与因子分析

Fig.11　Analysis of participation parameters



(a) 柔直侧电压波动



(b) 有功功率变化

图 12 电容变化下柔直侧非线性仿真

Fig.12 Non-linear simulation of VSC-HVDC with capacitance change

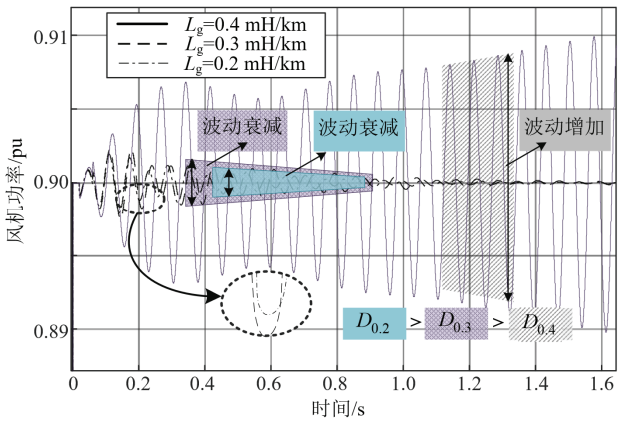
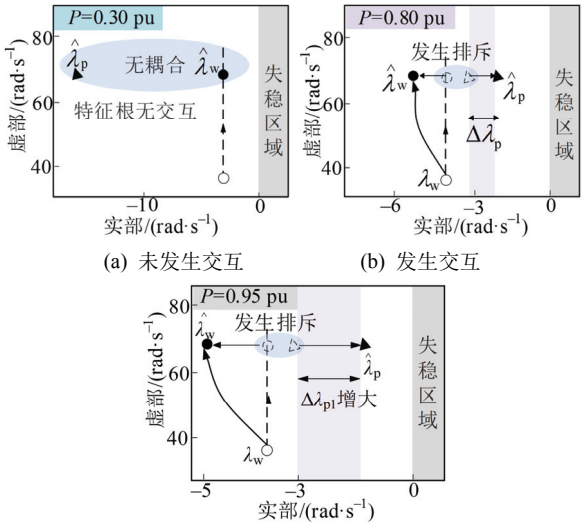


图 13 电感变化下风机功率非线性仿真

Fig.13 Non-linear simulation of PMSG power with reactance change



(a) 未发生交互 (b) 发生交互

(c) 交互增强

图 14 功率对特征根轨迹的影响

Fig.14 Root locus with different power outputs

此时，闭环特征根与开环特征根高度相符，系统呈现优良阻尼特性。

将功率设置为 0.80 pu，如图 14(b)所示，随着风机出力的不断增加，子系统间开环模式显著趋近，特征值发生模式耦合产生排斥，导致系统阻尼比下降，系统不稳定性风险增加。

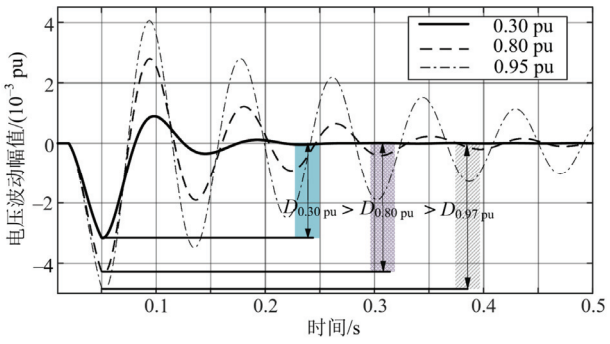
图 14(c)中风机功率为 0.95 pu，根据波动幅值对比观察出特征根排斥加强，系统阻尼削弱且稳定裕度显著降低。如图 15 功率变化下的系统仿真波形所示，柔直母线电压波动幅值随传输功率增长呈现快速上升趋势，验证了模式谐振强度与功率传输水平间的正相关特性。

附录 D 表 D3 中，风机出力为 0.30 pu 时，柔直和交流线路主导模态特征根为–18.87+j58.66；出力增加到 0.80 pu，主导模态特征根为–2.97+j66.01，子系统靠近发生模式交互；出力增加到 0.95 pu 时，子系统间模式交互加强，特征值轨迹继续向虚轴偏移至–2.73+j66.77，验证了功率提升引发的谐振强化现象。通过模式分析与时域仿真对比，揭示了直驱风机出力对送端系统稳定性的影响规律。结果表明：低功率工况下，子系统开环模式间距较大，未形成模式谐振，系统保持稳定；高功率工况(P>0.80 pu)下，模式靠近引发强模态耦合，导致主导模态阻尼比骤降。

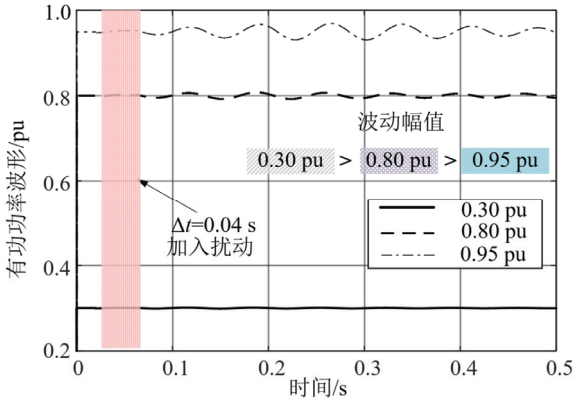
4 结论

1）海缆电感通过直接增强子系统间的谐振强度来削弱系统阻尼，其参数与谐振强度呈正相关关系。电感增大时，闭环特征根向复平面右侧偏移，导致阻尼线性下降，系统稳定性显著降低。

2）海缆电容通过双重路径影响系统稳定性，其中海缆电容通过改变模式谐振强度和引起开环模式偏移影响送端系统模式谐振，导致柔直送端系统



(a) 柔直侧电压仿真波形



(b) 输出有功功率仿真波形

图 15　功率变化下系统仿真波形

Fig.15　System simulation waveforms under power variation

的振荡阻尼呈现非线性变化规律。

3）风机出力增加会显著影响系统稳定性特征，随着功率水平的提升，主导模态特征根逐渐向虚轴偏移，模式谐振增强；低功率工况下系统保持稳定，而高功率运行时模态耦合加剧，导致阻尼特性恶化。

工程实践中需重点关注电感参数的约束，同时针对电容参数设计分段优化策略，以平衡其非线性影响。未来研究将基于本文思路进一步分析高频下海缆线路采取分布参数时对于系统稳定性的影响，以进一步验证本方法的适用边界，并探索多工况下的参数优化策略。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 李奕暄，艾　诚，覃　瑶，等. 基于匹配控制的构网型变换器小扰动稳定性综述[J]. 高电压技术，2025，51(2)：774-792.
LI Yitong, AI Cheng, QIN Yao, et al. An overview of small-disturbance stability of grid-forming converters based on matching control[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 774-792.

[2] 李　岩，冯俊杰，卢毓欣，等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术与展望[J]. 高电压技术，2022，48(9)：3384-3393.
LI Yan, FENG Junjie, LU Yuxin, et al. Key technologies and prospects of VSC-HVDC for large-capacity and long-distance offshore wind power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3384-3393.

[3] WANG X F, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.

[4] DU W J, FU Q, WANG H F. Small-signal stability of an AC/MTDC power system as affected by open-loop modal coupling between the VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(3): 3143-3152.

[5] 尹聪琦，谢小荣，刘　辉，等. 柔性直流输电系统振荡现象分析与控制方法综述[J]. 电网技术，2018，42(4)：1117-1123.
YING Congqi, XIE Xiaorong, LIU Hui, et al. Analysis and control of the oscillation phenomenon in VSC-HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2018, 42(4): 1117-1123.

[6] 尹　睿，孙媛媛，王姗姗，等. 直驱风机经柔直送出系统多控制环节间交互机理研究[J]. 中国电机工程学报，2022，42(10)：3627-3641.
YIN Rui, SUN Yuanyuan, WANG Shanshan, et al. The interaction mechanism analysis among the different control loops of the direct-drive wind turbine connected VSC-HVDC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3627-3641.

[7] DOBSON I, ZHANG J, GREENE S, et al. Is strong modal resonance a precursor to power system oscillations?[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2001, 48(3): 340-349.

[8] KWATNY H G, YU X M. Energy analysis of load-induced flutter instability in classical models of electric power networks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1989, 36(12): 1544-1557.

[9] 王旭斌，杜文娟，王海风. 开环模式谐振引发含变速风电机组电力系统振荡的机理分析[J]. 中国电机工程学报，2017，37(22)：6481-6491.
WANG Xubin, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Oscillations caused by open-loop modal resonance in power system with variable-speed wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(22): 6481-6491.

[10] AUVRAY V, DOBSON I, WEHENKEL L. Modifying eigenvalue interactions near weak resonance[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Vancouver, Canada: IEEE, 2004: V-V.

[11] PADIYAR K R, SAIKUMAR H V. Investigations on strong resonance in multimachine power systems with STATCOM supplementary modulation controller[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 21(2): 754-762.

[12] JYOTHSNA T R, VAISAKH K. Effects of strong resonance in tuning of multiple power system stabilisers[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2011, 5(11): 1155-1164.

[13] DU W J, WANG Y, WANG H F, et al. Analytical examination on the amplifying effect of weak grid connection for the DFIGs to induce torsional sub-synchronous oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(4): 1928-1938.

[14] 王旭斌，杜文娟，王海风. 直驱风电并网系统中锁相环引起次同步振荡的开环模式谐振机理分析[J]. 中国电机工程学报，2018，38(7)：1935-1950.
WANG Xubin, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Mechanism analysis of open-loop modal resonance on subsynchronous oscillations caused by PLL in power systems with integrated PMSGs[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1935-1950.

[15] 赵　峥，李　明，田园园，等. 江苏如东海上风电柔直工程系统谐振分析与抑制[J]. 电力建设，2023，44(6)：144-152.
ZHAO Zheng, LI Ming, TIAN Yuanyuan, et al. Resonance analysis and suppression in Jiangsu Rudong offshore wind power flexible DC system[J]. Electric Power Construction, 2023, 44(6): 144-152.

[16] 罗　魁，郭剑波，马士聪，等. 海上风电并网可靠性分析及提升关键技术综述[J]. 电网技术，2022，46(10)：3691-3702.
LUO Kui, GUO Jianbo, MA Shicong, et al. Review of key technologies of reliability analysis and improvement for offshore wind power grid integration[J]. Power System Technology, 2022, 46(10):

3691-3702.
[17] 杨 悦，李国庆. 基于 VSC-HVDC 的海上风电小干扰稳定控制[J]. 电工技术学报，2016，31(13)：101-110.
YANG Yue, LI Guoqing. The small signal stability control of offshore wind farm based on VSC-HVDC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 101-110.
[18] 邵冰冰，赵书强，裴继坤，等. 直驱风电场经 VSC-HVDC 并网的次同步振荡特性分析[J]. 电网技术，2019，43(9)：3344-3352.
SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang, PEI Jikun, et al. Subsynchronous oscillation characteristic analysis of grid-connected DDWFs via VSC-HVDC system[J]. Power System Technology, 2019, 43(9): 3344-3352.
[19] 吴广禄，周孝信，王姗姗，等. 柔性直流输电接入弱交流电网时锁相环和电流内环交互作用机理解析研究[J]. 中国电机工程学报，2018，38(9)：2622-2633.
WU Guanglu, ZHOU Xiaoxin, WANG Shanshan, et al. Analytical research on the mechanism of the interaction between PLL and inner current loop when VSC-HVDC connected to weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(9): 2622-2633.
[20] 李秋彤，江 涵，何鹏飞，等. 风电柔直海上场站低频模式特性及阻尼分析方法[J]. 高电压技术，2025，51(6)：2785-2795.
LI Qiutong, JIANG Han, HE Pengfei, et al. Characteristics and damping analysis method of low-frequency mode of wind power VSC-HVDC offshore station[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(6): 2785-2795.
[21] AMIN M, MOLINAS M. Understanding the origin of oscillatory phenomena observed between wind farms and HVdc systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 378-392.
[22] 甄自竞，杜文娟，王海风. 近似强模式谐振下高压直流输电系统引起的次同步振荡仿真研究[J]. 中国电机工程学报，2019，39(7)：1976-1984.
ZHEN Zijing, DU Wenjuan, WANG Haifeng. The simulation study on SSOs caused by the HVDC under the condition of near strong modal resonance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 1976-1984.
[23] 谢小荣，刘华坤，贺静波，等. 直驱风机风电场与交流电网相互作用引发次同步振荡的机理与特性分析[J]. 中国电机工程学报，2016，36(9)：2366-2372.
XIE Xiaorong, LIU Huakun, HE Jingbo, et al. Mechanism and characteristics of subsynchronous oscillation caused by the interaction between full-converter wind turbines and AC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2366-2372.
[24] 吕 敬，蔡 旭. 风电场柔性直流并网系统镇定器的频域分析与设计[J]. 中国电机工程学报，2018，38(14)：4074-4085.
LÜ Jing, CAI Xu. Frequency-domain analysis and design of stabilization controllers for wind farm integration through VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4074-4085.
[25] HE J W, LI Y W, WANG R Q, et al. Analysis and mitigation of resonance propagation in grid-connected and islanding microgrids[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 70-81.
[26] BEERTEN J, D'ARCO S, SUUL J A. Frequency-dependent cable modelling for small-signal stability analysis of VSC-HVDC system[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(6), 1370-1381.
[27] 刘 辉，于思奇，孙大卫，等. 构网型变流器控制技术及原理综述[J]. 中国电机工程学报，2025，45(1)：277-296.
LIU Hui, YU Siqi, SUN Dawei, et al. An overview of control technologies and principles for grid-forming converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 277-296.
[28] 白晨曦，何汰航，李夏岩，等. 基于稳定流形法的构网型逆变器暂态稳定性分析[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3705-3714.
BAI Chenxi, HE Taihang, LI Xiayan, et al. Analysis of the transient stability of grid-forming inverters based on stable manifold method[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3705-3714.
[29] 高丙团，夏超鹏，张 磊，等. 基于虚拟同步电机技术的 VSC-HVDC 整流侧建模及参数设计[J]. 中国电机工程学报，2017，37(2)：534-543.
GAO Bingtuan, XIA Chaopeng, ZHANG Lei, et al. Modeling and parameters design for rectifier side of VSC-HVDC based on virtual synchronous machine technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 534-543.
[30] 杨可昕，鲍颜红，任先成，等. 直接电压控制构网型变流器控制参数暂态稳定影响分析[J]. 电力系统保护与控制，2024，52(8)：20-30.
YANG Kexin, BAO Yanhong, REN Xiancheng, et al. Analysis of transient stability effects of control parameters for direct voltage control grid-forming converters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 20-30.
[31] 王泽昆，程 鹏，贾利民. 单电压环构网型并网逆变器暂态稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制，2024，52(10)：118-127.
WANG Zekun, CHENG Peng, JIA Limin. Transient stability analysis of single voltage loop grid-forming inverter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(10): 118-127.
[32] 黄 迪，郭 力，李霞林. 基于虚拟同步控制的模块化多电平换流器小信号建模与稳定性分析[J]. 高电压技术，2020，46(2)：698-708.
HUANG Di, GUO Li, LI Xialin. Small-signal modeling and stability analysis of modular multilevel converter based on virtual synchronous generator control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(2): 698-708.
[33] 张思东，黄云辉，周党生，等. 弱电网下 VSC 控制环路对直流电压稳定性的影响分析[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2730-2741.
ZHANG Sidong, HUANG Yunhui, ZHOU Dangsheng, et al. Impacts analysis of VSC control loop on DC voltage control stability in weak-grid[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2730-2741.
[34] 徐 政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备，2020，40(9)：3-9.
XU Zheng. Physical mechanism and research approach of generalized synchronous stability for power systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 3-9.



付 强(通信作者)
1993—，男，博士，副研究员
主要从事新能源、储能和柔直系统的稳定性分析与控制方面的研究工作
E-mail: fuqiang346@qq.com

FU Qiang
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author



张一鸣
2001—，男，硕士生
主要从事新能源并网系统稳定性分析与控制方面的研究工作
E-mail: 1963500982@qq.com

ZHANG Yiming

收稿日期 2025-04-22 在线出版日期 2025-08-18 编辑 何秋萍

附录 A　控制环节传递函数

1）GSC 控制部分

锁相环传递函数为：

$$\begin{aligned} &H_{\mathrm{p}}(s)=\frac{sK_{\mathrm{ppll}}+K_{\mathrm{ipll}}}{s^2+sK_{\mathrm{ppll}}+K_{\mathrm{ipll}}},\\ &\frac{1}{H_{\mathrm{p}}(\lambda_{\mathrm{pll}})}=0,\ H_{\mathrm{p}}(\lambda_{\mathrm{w}})\approx 1 \end{aligned} \tag{A1}$$

式中：K_{ppll}、K_{ipll} 为锁相环 PI 控制的比例和积分系数，PLL 控制参数为 100+33 000/s，自然频率约为 31 Hz，谐振频率约 11 Hz，谐振频率远低于锁相环自身的动态频率，锁相环对本系统特征根分析影响可忽略。

线性化 GSC 变流器控制环动态方程得到：

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix}\Delta U_{td}^{\mathrm{ref}}\\ \Delta U_{tq}^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_1 & \\ & G_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{td}^{\mathrm{ref}}\\ \Delta I_{tq}^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix}-\\ &\begin{bmatrix}G_1 & -\omega_0 L_{\mathrm{f1}}\\ \omega_0 L_{\mathrm{f1}} & G_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{td}^{\mathrm{ref}}\\ \Delta U_{tq}^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix}+(1-G_2)\begin{bmatrix}\Delta U_{1d}\\ \Delta U_{1q}\end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A2}$$

式中：G_1、G_2 为比例积分控制器。

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{td}\\ \Delta U_{tq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta U_{1d}\\ \Delta U_{1q}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}sL_{\mathrm{f1}} & -\omega_0 L_{\mathrm{f1}}\\ \omega_0 L_{\mathrm{f1}} & sL_{\mathrm{f1}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{td}\\ \Delta I_{tq}\end{bmatrix}+\Delta\omega\begin{bmatrix}-L_{\mathrm{f1}}I_{td}\\ L_{\mathrm{f1}}I_{tq}\end{bmatrix} \tag{A3}$$

$$\Delta I_{td}^{\mathrm{ref}}=H_{\mathrm{dc}}(s)\Delta U_{\mathrm{dc}} \tag{A4}$$

式中：$H_{\mathrm{dc}}(s)$ 为变量 $\Delta I_{td}^{\mathrm{ref}}$ 与变量 ΔU_{dc} 间的闭环传递函数。

电压、电流在极坐标与直角坐标下形式可通过式(15)、(16)进行转化得到：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{1d}\\ \Delta U_{1q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_1\\ U_1\Delta\theta_1\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -1\end{bmatrix}U_1\Delta\theta_{\mathrm{pll}} \tag{A5}$$

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix}\Delta I_{td}\\ \Delta I_{tq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}}) & -\sin(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}})\\ \sin(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}}) & \cos(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{t}}\\ I_{\mathrm{t}}\Delta\varphi_{\mathrm{t}}\end{bmatrix}+\\ &\begin{bmatrix}I_{\mathrm{t}}\sin(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}})\\ -I_{\mathrm{t}}\cos(\varphi_{\mathrm{t}}-\theta_{\mathrm{pll}})\end{bmatrix}\Delta\theta_{\mathrm{pll}} \end{aligned} \tag{A6}$$

由式(A1)—(A6)推导电压在极坐标下的转换关系为：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_{td}\\ \Delta I_{tq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & \\ -\dfrac{I_{td}H_{\mathrm{p}}(s)}{1+U_1H_{\mathrm{p}}(s)} & \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_1\\ U_1\Delta\theta_1\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{t}}\\ I_{\mathrm{t}}\Delta\varphi_{\mathrm{t}}\end{bmatrix} \tag{A7}$$

得到变流器导纳矩阵极坐标表达式：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{t}}\\ I_{\mathrm{t}}\Delta\varphi_{\mathrm{t}}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}Y_{\mathrm{g1}} & \\ & Y_{\mathrm{g2}}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{gsc}}(s)}\begin{bmatrix}\Delta U_1\\ U_1\Delta\theta_1\end{bmatrix} \tag{A8}$$

式中：

$$Y_{\mathrm{g1}}=\frac{-G_1(s)H_{\mathrm{dc}}(s)I_{td}-(1-G_2(s))U_{\mathrm{dc}w}C}{U_{\mathrm{dc}w}C(sL_{\mathrm{f1}}+G_1(s))+G_1(s)H_{\mathrm{dc}}(s)(U_{1d}+sL_{\mathrm{f1}}I_{td})};$$

$$Y_{\mathrm{g2}}=\frac{G_1(s)H_{\mathrm{p}}(s)I_{td}-(1-G_2(s))}{(sL_{\mathrm{f1}}+G_1(s))+(1+U_{1d}H_{\mathrm{p}}(s))}。$$

2）柔直线路子系统

由极坐标系与旋转坐标系 *xy* 的转换关系得到：

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix}U_{2d}\\ U_{2q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_2 & \sin\theta_2\\ -\sin\theta_2 & \cos\theta_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_{2x}\\ U_{2y}\end{bmatrix}\\ &\begin{bmatrix}I_{2d}\\ I_{2q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_2 & \sin\theta_2\\ -\sin\theta_2 & \cos\theta_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{2x}\\ I_{2y}\end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A9}$$

电压控制环动态方程为：

$$\begin{cases} I_{2d}^{\mathrm{ref}}=\left(K_{\mathrm{pd}}+\dfrac{K_{id}}{s}\right)\left(U_{2d}^{\mathrm{ref}}-U_{2d}\right)\\ I_{2q}^{\mathrm{ref}}=\left(K_{\mathrm{pq}}+\dfrac{K_{iq}}{s}\right)\left(U_{2q}^{\mathrm{ref}}-U_{2q}\right)\end{cases} \tag{A10}$$

电流控制环动态方程为：

$$\begin{bmatrix}I_{2d}\\ I_{2q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{id}(s) & \\ & G_{iq}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{2d}^{\mathrm{ref}}\\ I_{2q}^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix} \tag{A11}$$

式中：$\begin{cases} G_{id}(s)=\dfrac{K_{\mathrm{pd}}^{\mathrm{c}}s+K_{id}^{\mathrm{c}}}{X_{\mathrm{f}}\omega_0^{-1}s^2+K_{\mathrm{pd}}^{c}s+K_{id}^{c}}\\ G_{iq}(s)=\dfrac{K_{\mathrm{pq}}^{\mathrm{c}}s+K_{iq}^{\mathrm{c}}}{X_{\mathrm{f}}\omega_0^{-1}s^2+K_{\mathrm{pq}}^{c}s+K_{iq}^{c}}\end{cases}$。

功率同步环控制方程为：

$$\theta=\frac{K_{ip}}{s}\left(P_{\mathrm{f}}^{\mathrm{ref}}-P_{\mathrm{f}}\right)+2\pi f_0 t \tag{A12}$$

联立式 A(9)—A(12)，可得柔直送端换流站输出方程为：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{2x}\\ \Delta U_{2y}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_{\mathrm{vsc}d}(s) & \\ & \boldsymbol{G}_{\mathrm{vsc}q}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta \mathrm{I}_{2x}\\ \Delta \mathrm{I}_{2y}\end{bmatrix} \tag{A13}$$

式中：

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{vsc}d}(s)=\frac{\boldsymbol{T}_{xydq}+\boldsymbol{T}_sK_{ip}(s)U_{2x}}{\boldsymbol{G}_{id}(s)K_{vd}(s)\boldsymbol{T}_{xydq}-\boldsymbol{T}_s\left(K_{ip}(s)I_{2x}+\boldsymbol{T}_{xydq}\right)};$$

$$\boldsymbol{G}_{\mathrm{vsc}q}(s)=\frac{\boldsymbol{T}_{xydq}+\boldsymbol{T}_sK_{ip}(s)U_{2y}}{\boldsymbol{G}_{iq}(s)K_{vq}(s)\boldsymbol{T}_{xydq}-\boldsymbol{T}_s\left(K_{ip}(s)I_{2y}+\boldsymbol{T}_{xydq}\right)};$$

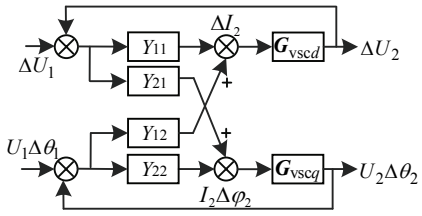
$$K_{\mathrm{ip}}(s)=\frac{-K_{\mathrm{ip}}}{s};$$

$$\begin{cases}K_{\mathrm{u}d}(s)=-K_{\mathrm{p}d}+K_{id}s^{-1}\\ K_{\mathrm{u}q}(s)=-K_{\mathrm{p}q}+K_{iq}s^{-1}\end{cases};$$

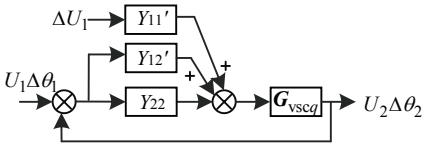
$$\boldsymbol{T}_{xydq}=\begin{bmatrix}\cos\theta_0 & \sin\theta_0\\ -\sin\theta_0 & \cos\theta_0\end{bmatrix}。$$

结合交流线路和柔直送端换流站的导纳模型，得到图 A1(a)所示的柔直和交流线路子系统的多输入多输出模型，消去其中的 $\Delta U_2/\Delta U_1$ 分量，变换得到图 A1(b)中的单输入单输出系统，其中：

$$\begin{cases}Y_{11}'=Y_{22}-\dfrac{Y_{21}Y_{11}}{G_{\mathrm{vsc}d}+Y_{11}}\\ Y_{12}'=-\dfrac{Y_{12}Y_{21}}{G_{\mathrm{vsc}d}+Y_{11}}\end{cases} \tag{A14}$$



(a) 多输入多输出模型



(b) 单输入单输出模型

图 A1　柔直和交流线路子系统等效模型

Fig.A1　Equivalent model of Line connected to the VSC-HVDC system

为验证所提基于导纳矩阵的线性化模型的准确性，补充进行了时域仿真对比。结果表明：模型预测的主导模态稳定性与时域仿真结果高度一致。具体表现为，模型特征根实部为正时，仿真呈现发散振荡；特征根实部为负时，仿真能收敛至稳定点。该一致性充分验证了模型在稳定性表征上的准确性与可靠性。

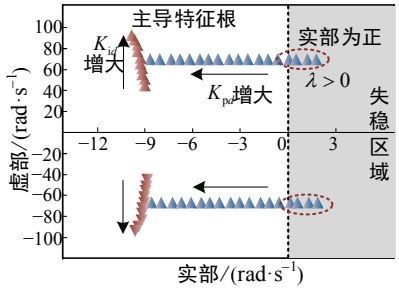


图 A2　参数变化下主导特征根轨迹

Fig.A2　Root locus of dominant poles under parameter variations

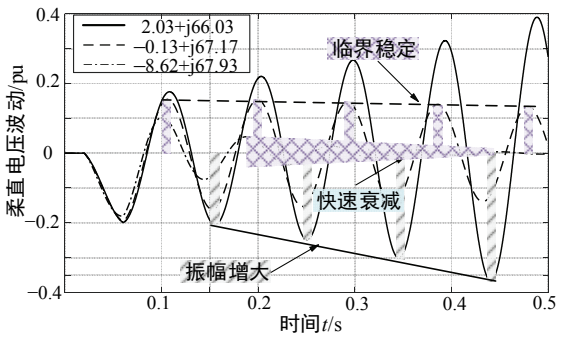


图 A3　柔直电压仿真波形

Fig.A3　VSC-HVDC simulated voltage waveform

图 A2 中三角为系统计算得到的主导特征根，随着柔直电压外环控制 d 轴比例系数 K_{pd} 的增大，系统特征根的实部呈现递减趋势。具体而言，当 K_{pd}=1 时，特征根为 2.03+j66.03；当 K_{pd} 增至 1.05 时，特征根迁移至−0.13+j67.17(即位于左半复平面)；进一步增大 K_{pd} 至 2，特征根则位于−8.62+j67.93。为验证特征根位置与系统动态稳定性的关联，进行了相应的时域仿真分析。仿真结果表明：当特征根为 2.03+j66.03 时：系统在扰动后电压波形呈现发散振荡，振幅迅速增大，系统失稳。当特征根为−0.13+j67.17 时：扰动后电压振荡振幅缓慢衰减至平衡点，系统处于弱阻尼稳定状态(临界稳定)。当特征根为−8.62+j67.93 时：扰动后电压振荡迅速衰减，系统阻尼良好。

附录 B

式(31)整理得：

$$s^4+(\omega_0^2+\frac{2}{L_gC_1})s^2+\omega_0^4-\frac{2\omega_0^2}{L_gC_1}+\frac{2}{L_g^2C_1^2} \tag{B1}$$

令 $s^2=z$，式(B1)转为如下形式：

$$z^2+(\omega_0^2+\frac{2}{L_gC_1})z+\omega_0^4-\frac{2\omega_0^2}{L_gC_1}+\frac{2}{L_g^2C_1^2} \tag{B2}$$

由一元二次方程求根公式可得：

$$z=\frac{-(\omega_0^2+\frac{2}{L_gC_1})\pm\sqrt{3-\frac{12}{L_gC_1}}}{2} \tag{B3}$$

对于已知复数 t 存在以下形式：

$$z=a+bi=r(\cos\eta+i\sin\eta)=re^{i\eta} \tag{B4}$$

式中：$r=|z|=\sqrt{a^2+b^2}$；$\eta=\arctan z$

由初设条件得到：

$$\begin{cases}s=\sqrt{z}\\ s=\rho e^{i\phi}=\rho(\cos\phi+i\sin\phi)\end{cases} \tag{B5}$$

由式(B5)得：

$$\rho^2(\cos\phi+i\sin\phi)=r(\cos\eta+i\sin\eta) \tag{B6}$$

对照系数可得：

$$\begin{aligned}&\rho=\sqrt{r}\\ &\phi=\frac{\eta+2k\pi}{2}(k=0,1,2,\cdots)\end{aligned} \tag{B7}$$

在复数域对 z 进行开方，所得 s 特征根实部向负半平面偏移，虚部趋于实轴。结合数值判定海缆参数中特征根位置变化主要由电容引起。

$|f(C_1)|$ 分别对 C_1 与 L_g 求导得式(B8)、(B9)，可观察出导数两项皆为正，电容增大，$f(C_1)$ 增大。

$$\frac{\partial|f(C_1)|}{\partial C_1}=\frac{L_g^3C_1^2+4L_gC_1}{\sqrt{L_gC_1}(2L_gC_1+1)}+\sqrt{L_gC_l}\frac{2L_g^3C_1^2+2L_g^2C_1+6}{(2L_gC_1+1)^2} \tag{B8}$$

$$\frac{\partial|f(C_1)|}{\partial L_g}==\frac{8L_gC_1^3+4C_1^2}{2L_gC_1(2L_gC_l+1)^2}+\sqrt{L_gC_1}\frac{-2L_g^3C_1^4+5L_g^2C_1^3-16L_gC_1^4}{2L_gC_1(2L_gC_1+1)^2} \tag{B9}$$

式中：$-2L_g^3C_1^2+5L_g^2C_1-16L_gC_1^2+8L_gC_1+4>0$，则电容非0时，$f(C_1)$与电感大小呈正相关，且根据偏导数绝对值判定，谐振强度随电感影响变化率较大。

附录 C

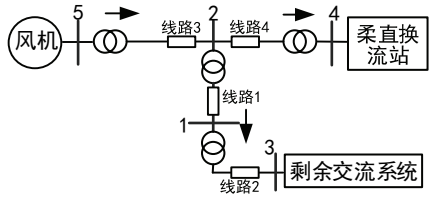


图 C1　算例配置

Fig.C1　Case configuration

表 C1　线路节点配置

Table C1　Line node configuration

节点编号	电压/pu	P/pu	Q/pu	节点类型
1	1	0	0	PQ
2	1	0	0	PQ
4	1	–0.85	0	PQ
5	1	0.9	0	PQ
3	1	0	0	平衡节点

注：有功功率 P 为初始功率配置，不考虑无功功率。

表 C2　线路参数

Table C2　Parameters of the line

编号	单位电感/(mH·km^{-1})	单位电容/(μF·km^{-1})	变压器变比/pu
1	0.15	0	1
2	0.15	0	1
3	0.23	0.085	1
4	0.23	0.085	1

表 C3　网侧换流器参数

Table C3　Parameters of the GSC

参数	数值
额定频率 ω_0 /Hz	50
电压环积分增益	0.5
电压环比例增益	180
锁相环 k_{ppll}、k_{ipll}	100、33 000
电流环比例增益	0.1
电流环积分增益	200
隔直电容 C_{dc1}/pu	5.69
滤波电感 L_{f1}/pu	0.01

表 C4　柔直控制参数

Table C4　Control parameters of the VSC−HVDC

参数	数值
直流电压/kV	±400
单桥臂模块数	400
子模块额定电压/kV	2
电压环 d 轴控制 K_{pd}、K_{id}	3、80
电压环 q 轴控制 K_{pq}、K_{iq}	1.05、60
电流环 d 轴控制 K_{pd}^c、K_{id}^c	0.15、88
电流环 d 轴控制 $K_{pq}{}^c$、$K_{iq}{}^c$	0.15、88
滤波电感 L_{f2}/pu	0.02
隔直电容 C_{dc22}/pu	3

附录 D

表 D1　电感对系统特征根影响

Table D1　Influence of capacitance on system eigenvalue

电感 L_g/(mH·km^{-1})	子系统	特征根	实部偏移
0.15	λ_p	–1.35+j76.42	0.26
	$\hat{\lambda}_p$	–1.09+j72.13	
0.20	λ_p	–1.35+j76.68	0.37
	$\hat{\lambda}_p$	–0.98+j73.24	

表 D2　电容对系统特征根影响

Table D2　Influence of capacitance on system eigenvalue

电容 C_l/(μF·km^{-1})	子系统	特征根	实部偏移
0	λ_p	–1.93+j74.11	0.52
	$\hat{\lambda}_p$	–1.41+j73.46	
0.085	λ_p	–2.06+j74.16	0.72
	$\hat{\lambda}_p$	–1.34+j75.58	
0.168	λ_p	–2.73+j75.12	1.03
	$\hat{\lambda}_p$	–1.71+j73.79	
0.340	λ_p	–3.31+j73.98	1.49
	$\hat{\lambda}_p$	–1.82+j74.01	

表 D3　功率对系统特征根影响

Table D3　Influence of power on system eigenvalue

风机功率/pu	子系统	特征根
0.30	$\hat{\lambda}_w$	–3.46+j56.31
	$\hat{\lambda}_p$	–18.87+j58.66
0.80	$\hat{\lambda}_w$	–3.33+j65.94
	$\hat{\lambda}_p$	–2.97+j66.01
0.95	$\hat{\lambda}_w$	–3.37+j66.72
	$\hat{\lambda}_p$	–2.73+j66.77